

Method and apparatus for coherent channel estimation in a communication system

Patent number: JP11502097T

Publication date: 1999-02-16

Inventor:

Applicant:

Classification:

- international: **H04L25/02; H04L25/02**; (IPC1-7): H04J13/04; H03M13/12

- european: H04L25/02C3A; H04L25/02C7C1C

Application number: JP19970525178T 19961028

Priority number(s): WO1996US17285 19961028; US19960582856 19960104

Also published as:

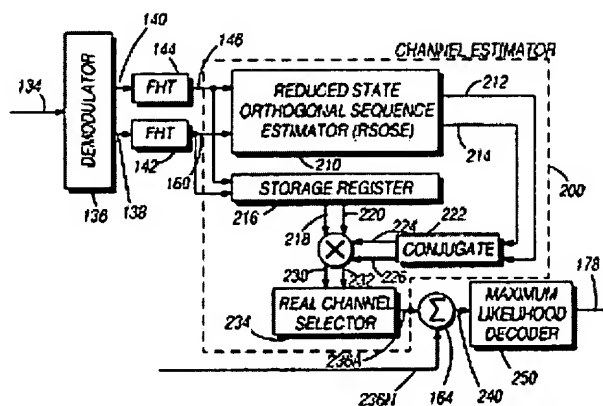
WO9725774 (A1)
US5754599 (A1)
BR9607810 (A)
CN1177426 (C)

Report a data error here

Abstract not available for JP11502097T

Abstract of corresponding document: **US5754599**

Generally stated, a receiver in a communication system implements coherent channel estimation by first receiving an encoded signal and then generating a complex channel estimate from the encoded signal. The receiver then combines the complex channel estimate with the encoded signal to produce a coherent demodulated signal. After combining, the receiver decodes a version of the coherent demodulated signal to produce an estimate of the encoded signal prior to encoding.!!



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表平11-502097

(43) 公表日 平成11年(1999) 2月16日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 J 13/04

H 0 3 M 13/12

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 3 M 13/12

G

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求(全 18 頁)

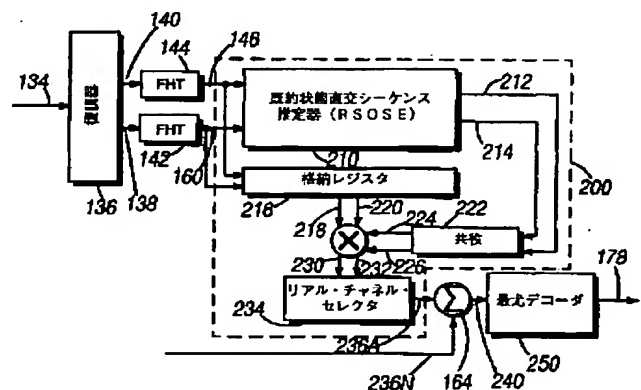
(21) 出願番号 特願平9-525178
(86) (22) 出願日 平成8年(1996)10月28日
(85) 翻訳文提出日 平成9年(1997)8月28日
(86) 国際出願番号 PCT/US 96/17285
(87) 国際公開番号 WO 97/25774
(87) 国際公開日 平成9年(1997)7月17日
(31) 優先権主張番号 08/582, 856
(32) 優先日 1996年1月4日
(33) 優先権主張国 米国 (US)
(81) 指定国 BR, CN, JP, KR

(71) 出願人 モトローラ・インコーポレイテッド
アメリカ合衆国イリノイ州60196シャンパ
ーグ、イースト・アルゴンクイン・ロード
1303
(72) 発明者 リン、フユン
アメリカ合衆国イリノイ州ホフマン・エス
テーツ、マムフォード・ドライブ4190
(72) 発明者 シャフナー、テリー・マイケル
アメリカ合衆国イリノイ州バラティン、ア
イゼンハワー・コート268
(74) 代理人 弁理士 大貫 進介 (外1名)

(54) 【発明の名称】 通信システムにおけるコヒーレント・チャネル推定のための方法および装置

(57) 【要約】

一般に、通信システムにおける受信機は、まず符号化信号を受信し、次にこの符号化信号から複素チャネル推定値を生成することによって、コヒーレントチャネル推定を行う。次に、受信機は複素チャネル推定値を符号化信号と合成し、コヒーレント復調信号を生成する。合成後、受信機はコヒーレント復調信号のバージョンを復号し、符号化前の符号化信号の推定値を生成する。



第2図

BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

1. 通信システムにおけるコヒーレント・チャネル推定の方法であって：
 - (a) 符号化信号を受信する段階；
 - (b) 前記符号化信号から複素チャネル推定値を生成する段階；
 - (c) 前記複素チャネル推定値と、前記符号化信号とを合成して、コヒーレント復調信号を生成する段階；および
 - (d) 前記コヒーレント復調信号のバージョンを復号して、符号化前の前記符号化信号の推定値を生成する段階；によって構成されることを特徴とする方法。
2. 符号化信号を受信する前記段階は、レーキ受信機によって実行されることを特徴とする請求項1記載の方法。
3. 複素チャネル推定値を生成する前記段階は、チャネル推定器によって実行されることを特徴とする請求項1記載の方法。
4. 前記コヒーレント復調信号の前記バージョンは、前記コヒーレント復調信号の実数部をさらに含んで構成されることを特徴とする請求項1記載の方法。
5. 前記チャネル推定器の機能は：
 - (a) 前記符号化信号を、同相および直交デジタル信号成分に処理する段階；
 - (b) 前記同相および直交デジタル信号成分から、直交

復調された同相デジタル信号と、直交復調された直交デジタル信号とを生成する段階；

(c) 前記直交復調された同相デジタル信号および直交復調された直交デジタル信号から、同相複素チャネル推定値および直交複素チャネル推定値を生成する段階；

(d) 前記同相および直交チャネル推定値から、複素コヒーレント直交復調信号を生成する段階；

(e) 前記複素コヒーレント直交復調信号から、実数コヒーレント直交復調信号を生成する段階；

(f) 総合コヒーレント直交復調信号を復号して、符号化前の信号の推定値を

生成する段階；

によって構成されることを特徴とする請求項3記載の方法。

6. 通信システムにおけるコヒーレントチャネル推定のための装置であって：

(a) 符号化信号を受信する受信機；

(b) 前記符号化信号から複素チャネル推定値を生成するプロセッサ；

(c) 前記複素チャネル推定値と前記符号化信号とを合成して、コヒーレント復調信号を生成する合成器；および

(d) 前記コヒーレント復調信号のバージョンを復号して、符号化前の前記符号化信号の推定値を生成するデコーダ；

によって構成されることを特徴とする装置。

7. 前記コヒーレント復調信号の前記バージョンは、前記コヒーレント復調信号の実数部をさらに含んで構成されることを特徴とする請求項6記載の装置。

8. 復号は、複数のコヒーレント復調信号の実数部の総合を復号することをさらに含んで構成されることを特徴とする請求項6記載の装置。

9. 前記装置の機能は、超LSI(VLSI)集積回路または特定用途向け集積回路(ASIC)内で実行できることを特徴とする請求項6記載の装置。

10. 前記デコーダは、最尤シーケンス推定器(MLSE)デコーダをさらに含んで構成されることを特徴とする請求項6記載の装置。

【発明の詳細な説明】**通信システムにおけるコヒーレント・チャネル推定の
ための方法および装置****発明の分野**

本発明は、一般に、通信システムに関し、さらに詳しくは、通信システムにおけるコヒーレント・チャネル推定に関する。なお、関連する主題を含む、本出願の譲受人に共通に譲渡された、Sextonらによる米国特許出願（文書番号CE 0 2 9 3 0 R）“Improved Channel Estimation in a Communication System”を参照し、その開示は本明細書に参考として含まれる。

発明の背景

通信システムは多くの形式をとる。一般に、通信システムの目的は、情報を有する信号を、ある点に位置する発信源から、ある距離だけ離れた別の点に位置するユーザ宛先に送信することである。一般に、通信システムは3つの基本構成要素、すなわち、送信機、チャネルおよび受信機からなる。送信機は、メッセージ信号をチャネル上で送信するのに適した形式に処理する機能を有する。このメッ

セー
ジ信号の処理は、変調という。チャネルの機能は、送信機出力と受信機入力との間で物理的な接続を提供することである。受信機の機能は、元のメッセージ信号の推定値を生成するため受信信号を処理することである。この受信信号の処理は、復調という。

通信システムの一つの種類にスペクトル拡散システム(spread-spectrum system)がある。スペクトル拡散システムでは、送信信号が通信チャネル内の広周波数帯域上で拡散される変調方法が採用される。周波数帯域は、送信される情報を送信するために必要な最小帯域幅よりもはるかに広い。例えば、音声信号は、情報自体の帯域幅のわずか2倍の帯域幅で、振幅変調(AM)により送信できる。低偏移周波数変調(FM)または単側波帯AMなどの他の変調形式でも、情報自体の帯域幅に相当する帯域幅で情報を送信できる。しかし、スペクトル拡散システムでは、送信すべき信号の変調は、数キロヘルツの帯域幅しかないベースバンド

信号（たとえば、音声チャネル）をとり、この送信すべき信号をかなりのメガヘルツ幅となりうる周波数帯域上で分散することを含む。これは、送信すべき信号を送信すべき情報と、広帯域符号化信号とで変調することによって達成される。

スペクトル拡散通信方法には一般に 3 種類、直接シーケンス変調、周波数および／または時間ホッピング変調ならびにチャープ(chirp)変調がある。直接シーケンス変調では、

搬送信号は、情報信号帯域幅よりもはるかに高いビット・レートを有するデジタル・コード・シーケンスによって変調される。

情報（すなわち、音声および／またはデータからなるメッセージ信号）は、いくつかの方法によって直接シーケンス・スペクトル拡散信号に重畳できる。一つの方法では、拡散コードを拡散変調のために用いる前に、情報を拡散コードに追加する。なお、送信される情報は、拡散コードに追加する前にデジタル形式でなければならず、これは拡散コードと情報の組み合わせはモジュロ 2 の加算(modulo-2 addition)を伴うバイナリ・コードであるためである。あるいは、情報またはメッセージ信号は、拡散する前に搬送波を変調するために用いることができる。

これらの直接シーケンス・スペクトル拡散通信システムは、多重アクセス通信システムとして容易に設計できる。例えば、スペクトル拡散システムは、直接シーケンス符号分割多元接続(DS-SSMA)システムとして設計できる。DS-SSMAシステムでは、2つの通信ユニット間の通信は、通信チャネルの周波数帯域上の各送信信号を固有のユーザ拡散コードで拡散することによって達成される。その結果、送信信号は通信チャネルの同じ周波数帯域にあり、かつ固有のユーザ拡散コードによってのみ分離される。これらの固有のユーザ拡散コードは、好ましくは、拡散コード間の相互相関が低い（すなわち、ほぼゼロ）ように互

いに直交する。

特定の送信信号は、通信チャネルにおける信号の和を表す信号を、通信チャネルから抽出すべき特定の送信信号に関連するユーザ拡散コードで逆拡散(despread)

d)することによって、通信チャネルから抽出できる。さらに、ユーザ拡散コードが互いに直交する場合、特定の拡散コードに関連する所望のユーザ信号のみが強調され、他のすべてのユーザに関する他の信号はディエンファシスされるように、受信信号は特定のユーザ拡散コードと相関できる。

DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) 通信システムにおいて、データ信号を互いに分離するために利用できるいくつかの異なる拡散コードが存在することが当業者に理解される。これらの拡散コードには、PN (pseudonoise) コードおよびウォルシュ・コードが含まれるが、それらに限定されない。ウォルシュ・コードは、アダマール行列 (Hadamard matrix) の一つの行または列に対応する。

さらに、拡散コードはデータ信号をチャネル符号化するために利用できることが当業者に理解される。雑音、フェージング、ジャミングなどのさまざまなチャネル不具合の影響に対する送信信号の耐性を高めることによって、データ信号は通信システムの性能を改善すべくチャネル符号化できる。一般に、チャネル符号化はビット誤りの可能性を低減し、および／または必要な信号対雑音比（一般に、雑音密度当たりのビット・エネルギー、すなわち、 E_b/N_0 と

して表され、これは情報ビット当たりのエネルギーと、雑音スペクトル密度との比率として定義される）を低減し、データ信号を送信するために必要とされる以上の帯域幅を消費するという犠牲で、信号を復元する。例えば、以降の送信のためにデータ信号を変調する前に、データ信号をチャネル符号化するためにウォルシュ・コードを利用できる。同様に、PN拡散コードもデータ信号をチャネル符号化するために利用できる。

しかし、チャネル符号化だけでは、システムが特定の数の同時通信（全てが最小限の信号対雑音比を有する）を処理できることを必要とする一部の通信システム設計のために必要な信号対雑音比を与えることができない。この設計上の制約は、非コヒーレント受信方法を利用せずに、送信信号をコヒーレントに検出するように通信システムを設計することによって、ある例では満たすことができる。コヒーレント検出システムでは、チャネル応答は、通信チャネルによって生じる位相ひずみおよび振幅ひずみの影響が整合フィルタで補償できるように判定され

る。これとは対照的に、非コヒーレント検出システムは、通信チャネルによって生じた受信信号の位相ひずみを一般に補償しない。コヒーレント受信機は、同じビット誤り率（すなわち、許容干渉レベルを表す特定の設計制約）を有する非コヒーレント受信機が必要とするよりも低い信号対雑音比（ E_b/N_0 ）しか必要としないことが当業者に理解される。大まかには、

静的チャネルでは3デシベル（d B）の差があり、レイリー・フェージング・チャネル(Rayleigh fading channel)ではさらに大きな差がある。コヒーレント受信機の利点は、ダイバーシチ受信を採用する場合にさらに大きくなるが、これは非コヒーレント受信機では常に合成損があるが、最適なコヒーレント受信機では合成損がないためである。

送信信号のコヒーレント検出を行う一つの方法では、パイロット信号を利用する。例えば、セルラ通信システムでは、フォワード・チャネルまたはダウンリンク（すなわち、基地局から移動ユニット）は、基地局がパイロット信号を送信していれば、コヒーレント検出できる。その後、すべての移動ユニットはパイロット・チャネル信号を利用して、チャネル位相および振幅パラメータを推定する。しかし、リバース・チャネルまたはアップリンク（すなわち、移動ユニットから基地局）では、このような共通のパイロット信号を利用することは不可能である。その結果、当業者は非コヒーレント検出方法のみがアップリンク通信に適すると想定する。そのため、多くの近年の出版物はDS-SSDMAシステムにおける非コヒーレント受信を最適化することに集中した。理想的には、通信システムはDS-SSDMA信号をコヒーレント受信するように設計されるべきである。

従って、パイロット信号の送信に伴う電力制限を受けず

に、CDMA通信システムのアップリンクにおけるコヒーレント受信機の利点を利用できることが望ましい。

図面の簡単な説明

第1図は、従来技術を表す通信システムのブロック図を概略的に示す。

第2図は、直交符号化スペクトル拡散信号をコヒーレント受信・復号するため

に、最尤デコーダに結合されたチャネル推定器を内蔵する一実施例の通信システム受信機を表すブロック図を概略的に示す。

好適な実施例の詳細な説明

一般に、通信システムの受信機は、まず符号化信号を受信し、次に符号化信号から複素チャネル推定値を生成することによって、コヒーレントチャネル推定を行う。次に、受信機は複素チャネル推定値を符号化信号と合成して、コヒーレント復調信号を生成する。合成後、受信機はコヒーレント復調信号のバージョンを復号して、符号化前の符号化信号の推定値を生成する。

好適な実施例では、受信機はレーキ受信機(RAKE receiver)であり、複素チャネル推定値の生成はチャネル推定器によって行われる。また好適な実施例では、コヒー

レント復調信号のバージョンは、コヒーレント復調信号の実数部をさらに含んで構成され、ここでデコーダは複数のコヒーレント復調信号の実数部の総合を復号する。

本出願の発明について、以下の図面を参照して説明する。第1図は、従来技術を表す通信システムのブロック図を概略的に示す。第2図は、直交符号化スペクトル拡散信号をコヒーレント受信・復号するために、チャネル推定器を内蔵する一実施例の通信システムを表すブロック図を概略的に示す。

まず第1図のブロック図を参照して、従来の通信システムを表す図を示す。受信機に注目して、直交符号化スペクトル拡散デジタル信号130は、受信アンテナ131で受信され、同相140および直交138デジタル信号成分に逆拡散・復調136される前に、増幅される132。逆拡散されたデジタル・サンプルの2つの成分138A、140Aは、サンプリングされた信号の所定長のグループ(例えば、64サンプル長グループ)にグループ化され、これらのグループは高速アダマール変換器142、144の形式の直交デコーダに独立して入力され、高速アダマール変換器142、144は直交符号化デジタル信号成分(140、138)を逆拡散し、複数の直交復調デジタル信号(146、160)を生成する(例えば、64サンプル長グループが入力される場合、64個の逆拡散信号が

生成される)。さらに、各直交復調デジタル信号(146, 16

0)は、相互に直交するコードのセット内から各特定の直交コードを識別する関連ウォルシュ・インデックス・シンボルを有する(例えば、64サンプル長グループが入力される場合、6ビット長インデックス・データ・シンボルは、変換器出力信号が対応する特定の64ビット長直交コードを表すために変換器出力信号と関連付けられる)。レーキ受信機156A, 156B...156Nの各分岐からの信号156Aの各グループにおける同じインデックスを有するエネルギー値は加算164され、被加算エネルギー値166のグループを与える。被加算エネルギー値166のグループにおけるインデックス*i*を有するエネルギー値は、この被加算エネルギー値166のグループを生成する被サンプリング信号のグループが*i*番目のウォルシュ・シンボルに対応するという信頼尺度(measure of confidence)に対応する。関連インデックスを有する被加算エネルギー値のグループは、デュアル最大メトリック発生器168に送られ、ここで各符号化データ・ビットの単一メトリックが判定され、それにより総合軟判定データ(aggregate soft decision data)170の一つのセットを生成する。総合軟判定データ170は、最終的な最尤復号176の前にデインタリーブ172される。上記のように、この場合、雑音成分とともに実数および虚数直交逆拡散信号の両方を含む被加算エネルギー値のグループから、デュアル最大メトリック発生器168によって生成される軟判定メトリック判定は、受信機の感

度の判定の際に大きな役割を果たす。

上記のように、受信信号の虚数成分に伴う雑音を低減できれば、より感度の高い通信システムを開発できる。このような通信システムについて、第2図を参照して以下で説明する。

第2図は、直交符号化デジタル・データ信号をコヒーレント受信・復号するためチャネル推定器200を内蔵する通信システム受信機を表すブロック図を概略的に示す。具体的には、第2図は、共通のフロント・エンド・レーキ受信機、増幅器および復調器による処理の後の、直交符号化スペクトル拡散信号134の同

相140および直交138デジタル信号成分である2つの信号経路を示す。同相140および直交138デジタル信号成分は、直交デコーダ144、142によってそれぞれ逆拡散される。これらの直交デコーダ142、144は、好適な実施例では高速アダマール変換器であるが、任意の直交デコーダも実質的に代用できる。直交デコーダ142、144の出力は、関連したウォルシュ・シンボル・インデックスを有する直交復調された同相146および直交160デジタル信号のグループである。直交復調された同相146および直交160デジタル信号のグループは、既約直交シーケンス推定器(RS-OSSE: Reduced State Orthogonal Sequence Estimator)210および格納レジスタ216に同時に結合される。RS-OSSE210によって生成された同相21

2および直交214複素チャネル推定値成分からなる複素チャネル推定値は、共役222される。共役された複素チャネル推定値成分(それぞれ224、226)は乗算器228に結合され、ここで成分は、格納レジスタ216から取り出された元の逆拡散信号成分(216、218)のグループで乗算される。その結果は、実数コヒーレント直交復調信号236のグループを選択するリアル・チャネル・セレクタ234に結合される一対の複素コヒーレント直交復調信号230、232である。実数コヒーレント直交復調信号236のグループは、特定の直交符号化信号(140、138)について、乗算プロセス136によって生じる複素コヒーレント直交復調信号230、232のグループから選択234される。なお、スペクトル拡散CDMA環境でレーキ受信機を利用する場合、レーキ受信機にはN個のフィンガ(finger)があり、そのため第2図に示すシステムは、加算器164に結合される各個別のフィンガによって生成される実数コヒーレント直交復調信号のグループを表す236A...Nを示すことに留意されたい。加算器164は、レーキ受信機のすべての個別のフィンガからの実数コヒーレント直交復調信号(236A...N)の各グループにおいて、同じインデックスを有するすべての値を互いに加算して、総合コヒーレント直交復調信号240を生成する。その後、総合コヒーレント直交復調信号240は、軟判定畳み込み復号のため畳み込みデコーダ250

に送られる。

このプロセスにおいて特に重要なことは、チャネル推定器200において行われるチャネル推定値生成である。上記のように、チャネル推定器200は、直交復調された同相146および直交160デジタル信号のグループを高速アダマール変換（それぞれ144, 142）から受信する。直交復調されたデジタル信号（146, 160）のグループは、RSOSE210および格納レジスタ216に同時に供給される。格納レジスタ216の機能は、乗算器228に218, 220として与えるべき直交復調デジタル信号（146, 160）のグループの「元の」バージョンを単純にバッファすることである。

ここで、RSOSE210の機能について説明するが、その機能を完全に説明するため、直交信号の構成についての簡単な説明が適切であろう。IS (Interim Standard) 95のシグナリング方式を一例として用いるが、本明細書で開示される請求の発明は、任意の直交符号化デジタル信号のコヒーレント検出に容易に適応できる。IS 95において、6個毎のインタリーブされ、畳み込み符号化されたビットは、一つのウォルシュ・シンボルにマッピングされる。その後、このウォルシュ・シンボルはさらに拡散、変調および送信される。各6個毎のウォルシュ・シンボルは、電力制御グループ（PCG: power control group）として整理される。従来技術の説明で述べたように、受信信

号は復調され、逆拡散されてから、同相および直交デジタル信号成分に分離され、これらの成分は複素逆拡散信号としてみなすことができる。複素逆拡散信号の64個のサンプル（またはウォルシュ・チップ）のシーケンスが受信されると、この信号シーケンスの実数部および虚数部は、直交デコーダ（例えば、高速アダマール変換（FHT））を利用して、64個の異なるウォルシュ・シンボルと相關される。64個の複素数とみなすことができる（従って、実数成分および虚数成分の両方を含む）、FHT出力の64対は、どのウォルシュ・シンボルが本来送信されたのかを判定するために用いられる。

複素数であるチャネル・インパルス応答（CIR: channel impulse response）係数Cが既知の場合、まず64個の複素受信信号サンプルをCの共役（以下、

C' という) で乗算することによって、受信信号シーケンスは復調(位相訂正および加重)できる。64個の復調した数値の実数部値は直交復号され、虚数値は破棄される。等価的には、複素逆拡散信号シーケンスは、FHTを利用して最初に直交逆拡散してもよい。次に、FHT出力の64個の虚数値は、Cの共役を乗算することによって復調される。この積の実数値は保持され、虚数値は破棄される。ただし、実際には、チャネル・インパルス応答の係数は未知である。従って、CIR係数の推定値を計算しなければならない。

RSOSE210の機能である、このチャネル推定値の

生成について、具体的に説明する。ウォルシュ・シンボル・グループにおいて、n番目に送信されたウォルシュ・シンボルのj番目のチップを $w_j(n)$ によって表すものとする。このチップに対応する受信サンプルは、次のように表すことができる：

$$r(n, j) = C w_j(n) + z(n, j) \quad (1)$$

ここで、 $z(n, j)$ は、受信信号に伴う相加性雑音／干渉(additive noise/interference)である。チャネル係数Cが推定期間中に変化せず、かつ最尤直交シーケンス推定値(MLOSE: maximum likelihood orthogonal sequence estimate)が6個の64ウォルシュ・シンボルのシーケンスに基づくと想定すると、最適MLOSE推定器は、 $i(n')$ sのすべての可能な組み合わせについて 64^6 の相関を算出し、これは次のように数学的に表すことができる：

$$\sum_{n=1}^6 \sum_{j=1}^{64} w_j^{i(n)} r(n, j) = C \sum_{n=1}^6 \sum_{j=1}^{64} w_j^{i(n)} w_j(n) + z \quad (2)$$

ここで、 $w_j^{i(n)}$ は、 $n = 1, \dots, 6$ についてウォルシュ・コード・

セット $i(n) = 1, \dots, 64$ におけるインデクスiを有するウォルシュ・シンボルのj番目のチップ(±1にマッピングされる)であり、zは雑音項である。MLOSEは、最大の

大きさを有する相関を選ぶ。MLOSEが適切な被送信ウォ

ル シ ュ ・ シ ン ボ ル ・ シ ー ケ ン ス を 選 ぶ 、 す な わ ち 、 $w_j^{i(n)} = w_j(n)$

とすると、選択された相関（すなわち、最大の大きさを有する相関）は次に等しい：

$$C' = \pm 384 C + z \quad (3)$$

従って、この選択された相関は実際にチャネル係数の推定値であることが実証される。相関シーケンスが被送信シーケンスと同じでない場合、この推定値には別の誤りが含まれる。さらに、MLOSEは 64^6 個の異なる加算を必要とし、これはリアルタイムで算出することが不可能である。

その結果、コヒーレント・チャネル推定を可能にするため、準最適であるが演算的に効率的な方法を開発しなければならない。このようなアルゴリズムは、一般に既約状態直交シーケンス推定器（RSOSE）アルゴリズムといい、真のMLOSEに比べて、必要な回路および演算上の複雑さは小さく、しかもMLOSEに近い性能レベルを提供する。以下で開示するのは、Mフィンガを有するレーキ受信機用のRSOSEの一実施例である。

PCGにおける n 番目のウォルシュ・シンボル・データについて、インデクス i を有する m 番目のフィンガの複素

FHT出力を $w_m^{i(n)}(n)$ と表し、これは m 番目のフィンガについて $\sum_{j=1}^{64} w_j^{i(n)} r(n, j)$ に等しい。 $\tilde{i}(n)$ がPCGにおいて n 番目のウォル

シュ・シンボルとして移動局によって送信されるウォルシュ・コードワードのインデクスの推定値であるとし、 m 番目のフィンガについて近似的な最尤複素チャネル推定値、

$$c_m(\tilde{i}(1), \tilde{i}(2), \tilde{i}(3), \tilde{i}(4), \tilde{i}(5), \tilde{i}(6)) = \sum_{n=1}^6 w_m^{\tilde{i}(n)}(n) \text{ を求めるため、以下で説明す}$$

るように、一例としてのRSOSEは6段階で実行される。

第1段階では、推定器は、各ウォルシュ・シンボルについて同じインデクスを有する各FHT出力の被加算エネルギー

ギ、すなわち、 $e_i(n) = \sum_m |w_m^{(n)}|^2$ を生成し、N 個の最も大きい被

加算エネルギー値のみを保持する。保持されたFHT出力は、

$w_m^{(n)}(n), n = 1, 2, \dots, 6$ として表される。

第2段階では、推定器は、 $c_m^{(1)}(\hat{i}(1), \hat{i}(2)) = w_m^{(1)}(1) + w_m^{(2)}(2)$ となる

ように、各フィンガについてブロックにおける第1および第2ウォルシュ・シンボルのFHT出力から、 N^2 個の和を生成する。

生成された和は、被加算エネルギー、すなわち、

$c_m^{(1)}(\hat{i}(1), \hat{i}(2)) = \sum_m |c_m^{(1)}(\hat{i}(1), \hat{i}(2))|^2$ に従って格納され、 $c_m^{(1)}(\hat{i}(1), \hat{i}(2))$ として

表される、各フィンガについて最も大きい被加算エネルギーを有するN個の和のみが保持される。

第3段階は、段階2の場合と同様に、各フィンガについ

て $c_m^{(1)}(\hat{i}(1), \hat{i}(2))$ と $w_m^{(3)}(3)$ の N^2 個の和を形成し、各フィンガについて $c_m^{(2)}(\hat{i}(1), \hat{i}(2), \hat{i}(3))$ として表される最も大きい被加算エネルギー

を有するN個の和のみが保持される。この段階は $n = 4, 5, 6$ について繰り返す、その後、推定器は、

$C_m = c_m^{(5)}(\hat{i}(1), \hat{i}(2), \hat{i}(3), \hat{i}(4), \hat{i}(5), \hat{i}(6))$ として表される、最も大きい被加算

エネルギーを有する和を段階6において選択し、これはコヒーレント復調のためのチャンネル推定値として用いられる。なお、フィンガ毎に一つのチャンネル推定値があることに留意されたい。

複素チャンネル推定値 $C(212, 214)$ が生成された後、この推定値は受信信号を復調するために用いられる。FHTは線形動作であるため、RSOSE推定の前に用いられる複素FHT $(142, 144)$ の出力において、復調を行うことができる。すなわち、各ウォルシュ・シンボルのFHT出力値の64グループは、格納レジスタ216に格納された複素FHTの出力 $(218, 220)$ を

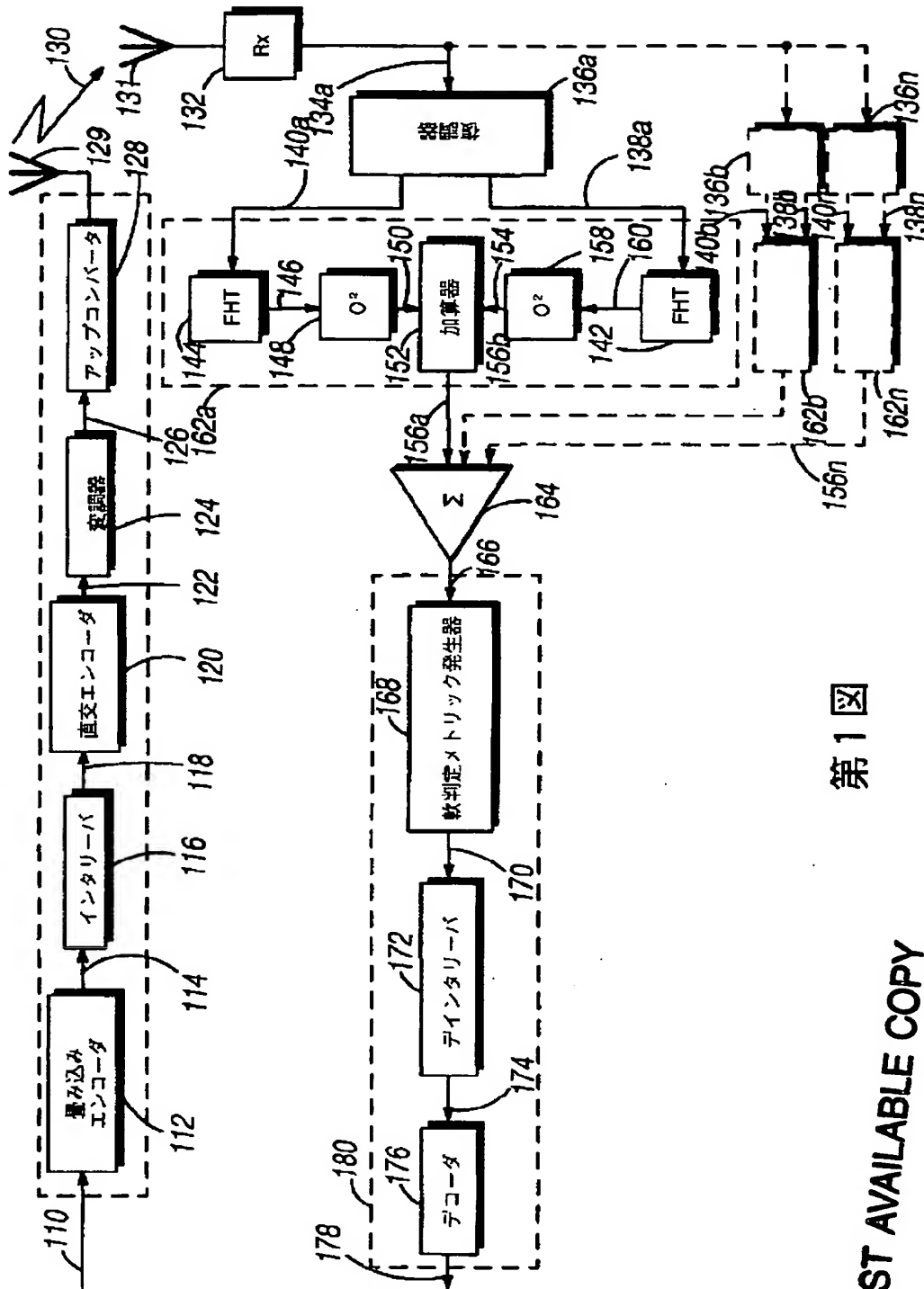
、チャネル推定値の共役222、すなわちそれぞれ224, 226として表されるC'と乗算することによって復調され、複素コヒーレント直交復調信号230, 232を生成する。レーキ受信機の複数のフィンガからの実数コヒーレント直交復調信号(236A, 236B, . . . , 236N)は加算164され、総合コヒーレント直交復調信号240となる。次に、総合コヒーレント直交復調信号240は、畳み込みデコーダに送られ、この畳み込みデコーダは、元のデータ信号110に対応する推定された元のデータ信号178を生成する。

RSOSEの演算条件をさらに軽減するため、すべて64個の複素FHT出力をチャネル推定値の共役C'で乗算する代わりに、RSOSE推定の段階1において判定され

た最も大きな被加算エネルギー値を生成する6N個のFHT出力を、チャネル推定値の共役(224, 226)で乗算し、その実数成分(236)をとって、最尤畳み込み復号プロセスにおいて用いられる軟判定メトリックを導出するだけでよい。

最後に、本明細書において具体的に説明したが、これは請求の発明が効果的な、一例としての実施例にすぎないことに留意されたい。特に、いわゆる「Tアルゴリズム」、「Mアルゴリズム」および「シーケンシャル復号アルゴリズム」など、多くの既約複素アルゴリズムが畳み込み復号のために開発されており、これらはすべてわずかな修正で、開示のチャネル推定器と利用できる。さらに、本出願の譲受人に共通に譲渡されたSextonらによる米国特許出願(文書番号CE02930R)“Improved Channel Estimation in a Communication System”において開示されるように、チャネル推定器自体の性能の更なる改善も可能である。

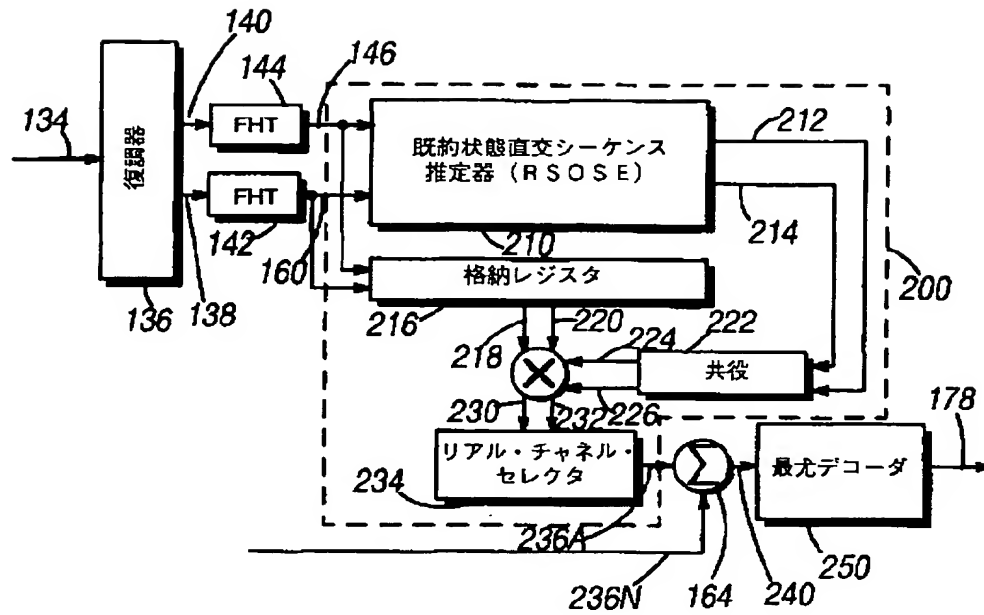
【図1】



第1図

BEST AVAILABLE COPY

【図2】



第2図

BEST AVAILABLE COPY

【國際調查報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US96/17285

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC(6) :H03D 1/00; H04L 27/06, 23/02

US CL :375/340, 341, 262

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

U.S. : 375/340, 341, 262, 343, 324, 325, 261, 262,

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
noneElectronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
none

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X ---- Y	US,5,164,959 A (CAI ET AL) 17 November 1992, see figures 3 and 6.	1, 3-4, 6-10 ----- 2, 5
Y,P	US, 5,544,156 A (TEDER ET AL) 06 August 1996, see figure 1.	2, 5
A	US, 4,914,699 A (DUNN ET AL) 03 April 1990, Figure 4.	1-10

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.
 ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	-T-	later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
A document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	-X-	document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
E earlier document published on or after the international filing date	-Y-	document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
L document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	-&-	document member of the same patent family
O document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means		
P document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed		

Date of the actual completion of the international search

11 FEBRUARY 1997

Date of mailing of the international search report

06 MAR 1997

Name and mailing address of the ISA/US
Commissioner of Patents and Trademarks
Box PCT
Washington, D.C. 20231Authorized officer
MAI H. PHAN

Facsimile No. (703) 305-3230

Telephone No. (703) 308-6740